

[TITLE OF THE INVENTION]

通信システム、送信器および受信器。

[FIELD OF THE INVENTION]

本発明は、通信システムに関し、より詳しくは、電灯線路等の高ノイズの線路を介しての通信システムとその送信器と受信器に関するものである。

[BACKGROUND OF THE INVENTION]

従来、伝送路における歪みやインパルスノイズ等の狭帯域雑音の影響を無視できない通信システムにおいては、送信側においてデータを拡散した後に伝送路を介して伝送し、受信側は受信した拡散後のデータを逆拡散するという拡散データ伝送方式が有用な手段として用いられている。

この従来の拡散データ伝送方式を用いたデータ伝送システムを、既存の電力線（AC 100V，50／60Hzの電灯線）を伝送路として利用する電力線搬送によるデータ伝送システムを一例にあげて、以下に説明をする。

図15は、従来の直接拡散方式を用いた電力線搬送によるデータ伝送システムの一例を示すブロック図である。

該図15において、送信器100と受信器200とが伝送路300を介して接続されている。

送信器100は、ミキサ110と、疑似雑音発生器111と、搬送波発振器112と、平衡変調器113とを備える。受信器200は、ミキサ210と、疑似雑音発生器211と、搬送波発振器212と、平衡変調器213と、IF-BPF 214とを備える。

入力データは送信機側のミキサ110に入力される一方、該ミキサ110には疑似雑音発生器111よりの拡散符号（後述）も入力され、ここで、両信号が乗算されて次段の並行変調器113に入力される。上記搬送波発振器112は、搬送波を生成して上記平衡変調器113に入力し、これによって、該平衡変調器113は、ミキサ110よりの信号（入力信号を拡散した信号）により搬送波を変調し、変調された搬送波を搬送波を除いて伝送路300を介して受信器に伝送する。

受信器200では、搬送波発振器212が、送信器100側の搬送波発振器1

1 2 が生成する搬送波と同じ周波数の搬送波を生成して平衡変調器 2 1 3 に入力する。一方、疑似雑音発生器 2 1 1 は、上記送信器 1 0 0 で生成した拡散符号と逆相の逆拡散符号を生成し、上記平衡変調器 2 1 3 に入力し、これによって、該平衡変調器 2 1 3 は、搬送波発振器 2 1 2 から出力される搬送波を、疑似雑音発生器 2 1 1 から出力される逆拡散符号を用いて変調し、ミキサ 2 1 0 に出力する。該ミキサ 2 1 0 では、伝送路 3 0 0 を介して入力される変調信号と上記平衡変調器 2 1 3 から入力される変調信号とを乗算し、I F - B P F 2 1 4 に出力する。I F - B P F 2 1 4 は、I F (intermediate frequency ; 中間周波) の周波数帯域を通過させる B P F (band pass filter) である。

いま、送信器 1 0 0 において、ミキサ 1 1 0 に入力されるデータ信号が、図 1 6 (a) に示されるようなスペクトラムを持つデータ信号であるとする。ミキサ 1 1 0 は、疑似雑音発生器 1 1 1 から与えられる拡散符号を用いて入力データ信号を乗算処理することにより、スペクトラムの拡散を行なう。この拡散を行った後の入力データ信号のスペクトラム波形を、図 1 6 (b) に示す。そして、拡散されたデータ信号は、搬送波発振器 1 1 2 から出力される搬送波を平衡変調器 1 1 3 にて変調して、伝送路 3 0 0 上に出力する。ここで拡散符号とは入力 “1” に対して多ビット (例えば 31 ビット) の例えば “1111100011011101010000100101100 ” (逆に入力 “0” に対して “0000011100100010101111011010011 ”) をいう。

ここで、データ信号を伝送路 3 0 0 を介して伝送している途中にインパルスノイズ (図 1 6 (c) 中、斜線で示す部分) が発生して、受信器 2 0 0 が図 1 6 (c) に示す信号を受信する状態になった場合を考察する。

上記したように、受信器 2 0 0 の搬送波発振器 2 1 2 から出力される搬送波は平衡変調器 2 1 3 において、疑似雑音発生器 2 1 1 から与えられる逆拡散符号で変調される。また、上記ミキサ 2 1 0 は、この変調信号と伝送路 3 0 0 を介して得られる拡散されたデータ信号とを乗算処理することにより、スペクトラム拡散を行う。ここで逆拡散符号とは上記拡散符号との絶対 O R をとると入力 “1” に対して拡散符号の全ビットが “1” (逆に入力 “0” に対して拡散符号の全ビットが “0”) になる符号すなわち、上記拡散符号を反転した符号をいう。

上記ミキサ210で行われる乗算処理において、送信器100で拡散されているデータ信号は、逆拡散されることとなり、インパルスノイズに対しては、通常の拡散が行われることとなる。従って、上記乗算処理（すなわち、逆拡散処理）を行った後のデータ信号のスペクトラム波形は、図16（d）に示す状態、すなわち、データ信号が元の状態に復元され、逆に、伝送途中で発生したインパルス信号が拡散されて、データ信号に対するレベルは著しく低くなり、該インパルス信号がデータ信号に与える影響を軽減することができることになる。

但し、上記逆拡散が正確に実行されるためには、ミキサ210への伝送路よりの信号入力と平衡変調器213よりの変調信号の入力の同期を正確に採る必要があることは勿論である。

以上のように、従来の直接拡散方式によるデータ伝送システムでは、インパルスノイズ等の狭帯域雑音や伝送路に接続された機器の使用状態による伝送路歪みの影響（例えば、電力線（すなわち、家庭用の100Vの電気コンセント）に接続された冷凍冷蔵庫のコンプレッサ起動時のラインノイズ）を、図16（c）および図16（d）に示すようにスペクトラムの拡散および逆拡散の処理を行なうことで軽減している。

なお、これらのスペクトラム拡散処理技術は、ジャテック出版「スペクトラム拡散通信方式」のP9～P28に詳しく述べられている。

上記構成の従来の直接拡散方式によるデータ伝送方式は、上述のように狭帯域雑音や伝送路歪みの影響をある程度軽減することは可能である。しかしながら、電灯線のように極端にノイズが大きい場合には、使用する周波数の全帯域での狭帯域雑音や伝送路歪みの影響を完全には取り除くことができない欠点がある。

このため、伝送途中で発生する雑音や歪みが入力データ信号のレベルに比べ非常に大きい場合には、上記従来の方法での拡散処理を行っても、該雑音や歪みを十分に軽減する効果を得られないこともある。また、上記の拡散符号は周波数が広帯域に及ぶところから上記変調信号の専有周波数帯域も広くなり、メインローブに加えて広帯域に渡って多数のサイドローブが発生することになる。従って、該サイドローブでのエネルギー損失が多くなり伝送効率が低くなる欠点があった。更に、上記したように逆拡散処理は伝送路より得られる信号と平衡変調器より

得られる信号の同期をとる必要があり、この同期処理はかなり複雑な回路あるいはプログラムで実行する場合には複雑な手順によって実行されコスト高となる上、現状では同期精度が不十分であるところからデータ検出が不可能になる場合があった。

本発明は、上記従来の事情に鑑みて提案されたものであって、狭帯域雑音や伝送路歪みの影響がない周波数帯域を積極的に利用することにより高速で高品質なデータ伝送を行なう通信システムを提供することを目的とする。更に、周波数が所定間隔の値をとる複数のキャリアを用いることによって伝送効率を向上させるとともに伝送精度を向上させることができる通信システムを提供することを目的とするものである。

[SUMMARY OF THE INVENTION]

本発明は上記の目的を達成するために、以下の手段を採用している。まず、本発明は送信器 1 と受信器 2 とが伝送路を介して接続されている通信システムに適用されることを前提とする。

上記前提の基に図 1、図 6 に示すように、入力信号を周波数軸上に相互に干渉しない所定間隔の値を取る複数のキャリア信号に変換して出力する送信信号生成手段 10 を備えた構成とする。これによって上記複数の周波数のいずれかに干渉するノイズが伝送路で発生しても、該周波数のキャリアのみを除去することで、良好な通信結果が得られることになる。

上記送信信号生成手段 10 は、周波数が所定間隔の値を取る複数のキャリア信号を生成するキャリア信号発生手段 12 と、入力信号を上記各キャリア信号に乗算して、伝送路に送出する乗算手段 11 とを備えた構成にする。

伝送路にノイズが発生するか否かは受信器 2 に伝送路特性測定手段 20 を備えて、伝送路の特性を検出し、この伝送路特性測定手段 20 による測定結果を受けて、送信器 1 あるいは受信器 2 に備えた選択制御手段 40 で判断する。

この選択制御手段 40 は送信器 1 よりの送信信号にその結果を反映するか、あるいは伝送路を介して受信器 2 に入力される受信信号に反映させることになる。

すなわち、選択制御手段 40 は、図 6、図 8 に示すように送信器 1 のキャリア

信号発生手段 1 2 でのキャリア信号の生成を制御し、特性の悪い伝送路に対してキャリア信号を伝送しない、あるいは、特性の悪い伝送路に対してキャリア信号の強度の割合を低くする。あるいは、選択制御手段 4 0 は、図 1 に示すように受信器 2 の受信する信号に対して、特性の悪い伝送路よりのキャリア信号を合成対象としない、あるいは、特性の悪い伝送路よりのキャリア信号の合成強度の割合を低くするようになっている。

上記伝送路特性測定手段 2 0 は図 3、図 7 に示すように受信信号の強度の絶対値あるいは、図 4 に示すように基準位相との位相差に基づいて伝送路の特性を測定するようになっており、この結果を選択制御手段 4 0 に入力する。

本発明は、図 1 3、図 1 4 に示すように上記のように周波数軸上で、他の信号と干渉しない（直交という）キャリア信号を用いるだけでなく時間軸上も他の信号と干渉しないキャリア信号を形成すると、より効果を高めることができる。

すなわち、送信器 1 では入力信号を、周波数軸上も時間軸上も直交条件を満足する（重複直交）複数のフィルタ 5 2 を通してキャリア信号を生成する。一方、受信器 2 では上記送信信号を同じであって時間的に遅延させたのみの信号を形成する複数のフィルタ 6 2 を用いる。これによって、周波数軸上だけでなく時間軸上も狭い帯域の送信信号を形成することができ、線路に発生するノイズの影響を受けにくい送信信号を形成することができる。

この場合も、伝送特性の悪い線路に流れるキャリアを除去、あるいは、配分率を低くすることが好ましい。

複数種類の入力信号がある場合、基本的には送信信号形成手段 1 0 を該複数組必要とする。但し、上記重複直交を用いるときは、入力信号を複数のフィルタに対応する数に分割するときにエンコーダを使用するので、該エンコーダに、入力 A に対してフィルタ a ～ c までを、また入力 B に対してフィルタ d ～ f までをとった割当て機能を持たせるようにするのが好ましい。

[BREIF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS]

図 1 . 本発明の第 1 の実施形態に係る通信システムの構成を示すブロック図である。

図 2 . 図 1 の受信器におけるキャリア信号の伝達関数およびデータのスペク

トラム波形の一例を示す図である。

図 3. 図 1 の受信合成手段で行われる絶対値信号によるキャリア信号の選択処理の一例を示す図である。

図 4. 図 1 の選択合成回路で行われる相対位相信号によるキャリア信号の選択処理の一例を示す図である。

図 5. 図 1 の選択合成回路で行われる絶対値信号および相対位相信号の双方によるキャリア信号の選択処理の一例を示す図である。

図 6. 本発明の第 2 の実施形態に係る通信システムの構成を示すブロック図である。

図 7. 図 6 の選択制御手段およびキャリア信号発生部で行われる絶対値信号によるキャリア信号の選択処理の一例を示す図である。

図 8. 本発明の第 3 の実施形態に係る通信システムの構成を示すブロック図である。

図 9. 本発明の第 4 の実施形態に係る通信システムの構成を示すブロック図である。

図 10. 図 9 の受信器におけるキャリア信号の伝達関数およびデータのスペクトラム波形の一例を示す図である。

図 11. 図 9 の選択制御手段およびキャリア信号発生部で行われる絶対値信号によるキャリア信号の選択処理の一例を示す図である。

図 12. 本発明の第 5 の実施形態に係る通信システムの構成を示すブロック図である。

図 13. 本発明の第 6 の実施形態に係る通信システムの構成を示すブロック図である。

図 14. 本発明の第 6 の実施形態に係る通信システムの別の構成を示すブロック図である。

図 15. 従来のデータ伝送システムの構成の一例を示すブロック図である。

図 16. 従来の送信器および受信器におけるスペクトラム波形の一例を示す図である。

[PREFERRED EMBODIMENT OF THE INVENTION]

以下、本発明の実施形態について、図1～図12を参照して説明する。

(EMBODIMENT 1)

図1は、本発明の第1の実施形態に係る通信システムを示すブロック図である。図1において、本発明の第1の実施形態に係る通信システムは、送信器1と受信器2とが伝送路3を介して接続されている。

送信器1は、乗算部11と、キャリア信号発生部12とよりなる送信信号生成手段10を備える。受信器2は、伝送路特性測定手段20を構成する4つのDFT (discrete Fourier transform; 離散フーリエ変換) 処理部21～24と相対位相検出回路25、更に、上記伝送路特性測定手段20の測定結果に基づいて次段の受信合成手段30でのキャリア信号の合成配分を決定する選択制御手段40および、上記受信合成手段30とを備える。

送信器1において、キャリア信号発生部12は、周波数が所定間隔の値を取る複数のキャリア信号を発生し、該各キャリア信号を乗算部11に入力する。該乗算部11は、変調データ（入力データを変調器（図示せず）において変調した後のデータ）と上記のようにキャリア信号発生部12から与えられる複数のキャリア信号とを乗算して送信信号として出力する。この送信信号は、伝送路3により受信器2へ伝送される。

受信器2において、伝送路3を介して伝送されてきた送信信号は、4つのDFT処理部21～24にそれぞれ入力される。この4つのDFT処理部21～24は、それぞれ処理を行う信号帯域が予め定められており、これに従ってフーリエ変換処理により後述する絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ と角度信号 $b_1 \sim b_4$ とを検出する。このように各DFT処理部21～24が検出したそれぞれの絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ は選択制御手段40に入力される一方、上記それぞれの角度信号 $b_1 \sim b_4$ は相対位相検出回路25に入力される。

上記相対位相検出回路25は、入力されるそれぞれの角度信号 $b_1 \sim b_4$ と基準位相の相対位相を検出し、相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ として上記選択制御手段40に出力する。なお、ここでの基準位相は、予め定められたものであってもよい。

し、伝送によって送信器 1 から与えられるものであってもよい。

上記選択制御手段 40 は、DFT 処理部 21～24 から入力される絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ と、相対位相検出回路 25 から入力される相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ とに基づいて、上記各キャリア信号のいずれを選択するかを選択信号 S_s を次段の受信合成手段 30 に入力する。受信合成手段 30 は、上記選択信号 S_s を利用して、上記絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ または角度信号 $b_1 \sim b_4$ のいずれかあるいは両方を用いて、選択されたキャリア信号を合成するようになっている。この受信合成データを復調器（図示せず）において復調することで、最終的に出力データを得る。上記受信合成処理において必要な信号の種類は変調方式やその他の条件で決定されることになる。

以下、本実施形態においては、送信器 1 の乗算部 11 に入力される変調データ（入力信号）が、PSK（phase shift keying）変調を行った PSK 変調のデータである場合を一例に挙げて説明する。この変調データのスペクトラム波形は、図 2（a）に示すものであるとする。また、キャリア信号発生部 12 は、次式（1）で与えられる伝達関数 $H(\omega)$ のインパルス応答に対応するキャリア信号を出力するものとし、この伝達関数 $H(\omega)$ のインパルス波形は、図 2（b）に示すものとする。

【数 1】

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \sum_{k=0}^3 \delta(\omega - \omega_0 - k\omega_c) \\ &= \delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0 - \omega_c) \\ &\quad + \delta(\omega - \omega_0 - 2\omega_c) + \delta(\omega - \omega_0 - 3\omega_c) \cdots (1) \end{aligned}$$

上記式（1）より、キャリア信号発生部 12 から出力されるキャリア信号は、周波数が等間隔（ ω_c ）の 4 つの値を持つキャリア信号（周波数： ω_0 ， $\omega_0 + \omega_c$ ， $\omega_0 + 2\omega_c$ および $\omega_0 + 3\omega_c$ ）より構成される。上記のように変調信号と複数のキャリア信号が乗算部 11 に入力されると、乗算部 11 よりは、図 2（c）に示すように、図 2（b）に示すそれぞれのキャリア信号をキャリアとす

る図2 (a) に示すスペクトラム波形をもつ送信信号が出力されることになる。

尚、ここでキャリア信号の数を4つとしているが、これに限られるものではなく、必要に応じて任意にキャリア信号の数を設けることが可能である。

受信器2において、DFT処理部21～24は、それぞれのキャリア信号におけるDFT処理、すなわち、送信信号から各キャリア信号における絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ および角度信号 $b_1 \sim b_4$ を取り出す。ここで、DFT処理部21は周波数 ω_0 のキャリア信号に対応し、DFT処理部22は周波数 $\omega_0 + \omega_c$ のキャリア信号に対応し、DFT処理部23は周波数 $\omega_0 + 2\omega_c$ のキャリア信号に対応し、DFT処理部24は周波数 $\omega_0 + 3\omega_c$ のキャリア信号に対応してDFT処理を行うようになっており、キャリア信号の数を上記の4つ以外の数にすると、上記DFT処理部の数もそれに依じて変更する必要があるのはもちろんである。

上記DFT処理部21～24のそれぞれで検出された角度信号 $b_1 \sim b_4$ は、相対位相検出回路25に入力され、該相対位相検出回路25は、入力された角度信号 $b_1 \sim b_4$ とそれぞれのキャリア信号における基準位相との相対位相を検出する。この相対位相の検出は、例えば、本第1の実施形態に示すようなPSK変調信号が伝送される場合、基準位相を予め定めておき、キャリア信号の角度と基準位相との位相差を求めることで行うことができ、また、DPSK(differential phase shift keying) 変調方式による変調信号が伝送される場合であれば、一つ前の信号と現在の信号との位相差を求めることで行うことができる。

上記DFT処理部21～24において検出されたそれぞれのキャリア信号の絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ 、および相対位相検出回路25から出力される相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ は、選択制御手段40に入力される。この選択制御手段40は、入力された絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ の強度および相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ の値に基づいて伝送路の特性を以下のように推定し、当該推定に従って適切な選択信号 S_s を形成し、当該選択信号 S_s を受信合成手段30に入力する。受信合成手段30ではこの選択信号 S_s の示す内容に基づいて、選択された信号の合成を行う。

以下、選択制御手段40で行う伝送路特性の推定方法を、図3～図5を参照し

て順に説明する。

上記推定方法としては、絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ をパラメータとする方法（図 3）と、相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ をパラメータとする方法（図 4）と、絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ および相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ の両方をパラメータとする方法（図 5）とがある。

まず、絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ をパラメータとする方法は、絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ の強度レベルにより何らかの歪みを受けているか否かを判断するものである。この判断は、予め任意の強度レベルのしきい値を設けておき、絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ の強度レベルが該しきい値を超えているか否かで行う。

例えば、送信信号が伝送路 3 において伝送路歪みを受けて、上記 DFT 処理部 21～24 で検出されたそれぞれのキャリア信号の絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ の強度が、図 3（a）に示すように個々に減衰している場合は、強度レベルが予め定めたしきい値 α を超えているキャリア信号は、伝送路歪みの影響は全く受けていないと判断することができる。従って、図 3（a）の場合、選択制御手段 40 においてしきい値 α を超えない周波数 $\omega_0 + 2\omega_c$ のキャリア信号が除外され、周波数 ω_0 、 $\omega_0 + \omega_c$ 、 $\omega_0 + 3\omega_c$ の各キャリア信号が選択されることになり、これらの 3 つのキャリア信号が受信合成手段 30 で合成されて検出データとして出力される。

また、図 3（b）に示すように、狭帯域雑音により一部のキャリア信号における絶対値の強度レベルが大きくなるような伝送路特性の場合は、上記の場合とは逆に、しきい値 β 以下の強度レベルを出力したキャリア信号は狭帯域雑音の影響を受けていないと判断することができる（すなわち、本来受信器 2 が受信する信号レベルは、送信器 1 の送信レベル以上にはならないため、それを超えるレベルの信号には何らかの雑音等が含まれていると判断できるのである）。従って、この場合、選択制御手段 40 においては、しきい値 β を超える周波数 $\omega_0 + \omega_c$ のキャリア信号が除外される一方、周波数 ω_0 、 $\omega_0 + 2\omega_c$ 、 $\omega_0 + 3\omega_c$ の各キャリア信号が選択され、これらの 3 つのキャリア信号の受信信号が受信合成手段 30 で合成されて検出データとして出力される。

さらに、図 3（a）に示したように、所定値を下限のしきい値 α とするととも

に、図3（b）に示したように他の所定値を上限のしきい値 β とすれば、上記いずれの場合にも対応することができることになる。

なお、上記絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ をパラメータとする方法の説明においては、選択されたキャリア信号の合成時の配分率を均等に行っていたが、強度レベルに応じて該配分率を変えることでもよい。例えば、図3（a）においては、周波数 ω_0 、 $\omega_0 + \omega_c$ 、 $\omega_0 + 3\omega_c$ の各キャリア信号の合成配分率を2：1：3とすることで、伝送路の特性に応じた信頼性の高い受信信号の選択および合成ができる。また、しきい値を設けずにすべての受信信号に対して均等な割合での合成を行なう方法であってよい。あるいは、図3（a）においては、周波数 ω_0 、 $\omega_0 + \omega_c$ 、 $\omega_0 + 2\omega_c$ 、 $\omega_0 + 3\omega_c$ の各キャリア信号の合成配分率を3：2：1：4とすることで、周波数ダイバーシティ効果を得ることができる。

次に、相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ をパラメータとする場合は、相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ により何らかの雑音や歪みを受けているか否かを判断するものである。この判断は、予め任意の相対位相のしきい値（相対位相の範囲）を設けておき、相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ がしきい値内（図4中、斜線の部分）にあるか否かで行う。例えば、送信信号が伝送路3において伝送路歪みを受けて、DFT処理部21～24で検出されたそれぞれのキャリア信号の相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ （図4中、●印で示す）が、図4に示すように個々に位相変動があったことを示している場合は、予め定めた位相範囲のしきい値 $\gamma_1 - \gamma_2$ を超えた相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ を出力するキャリア信号については、伝送路歪みの影響は全く問題ないと判断することができる。従って、図4の場合、選択制御手段40においては、しきい値 $\gamma_1 - \gamma_2$ を超えるキャリア信号 $\omega_0 + 2\omega_c$ が除外されてキャリア信号 ω_0 と $\omega_0 + \omega_c$ と $\omega_0 + 3\omega_c$ とが選択され、そしてこれらの3つのキャリア信号の受信信号が受信合成手段30で合成されて検出データとして出力される。

なお、この相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ をパラメータとする場合においても、上記絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ をパラメータとする方法の説明で述べたように、各キャリア信号の合成割合を均等ではなく変更して合成してもよい。

さらに、絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ および相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ の両方をパラメータとする場合は、絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ および相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ の双方

により何らかの雑音や歪みを受けているか否かを判断するものである。すなわち、上記個別に説明した予め任意の絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ の強度レベルの上下のしきい値 α 、 β と相対位相範囲のしきい値 $\gamma_1 \sim \gamma_2$ との双方を設けておき、強度レベルおよび相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ の双方ともがしきい値内（図 5 中、斜線の部分）にあるか否かを判断し、この条件を満たすキャリア信号のみを合成の対象とする。

従って、図 5 の場合、選択制御手段 40 においては、しきい値によって周波数 $\omega_0 + 3\omega_c$ のキャリア信号が除外されるとともに（なお、図 5 では、強度レベルを中心交点から●印までの距離で表している）、相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ のしきい値によって周波数 $\omega_0 + 2\omega_c$ のキャリア信号が除外されて、周波数 ω_0 と $\omega_0 + \omega_c$ のキャリア信号とが選択され、そしてこれらの 2 つのキャリア信号の受信信号が受信合成手段 30 で合成されて出力データとして出力される。

以上のように、本発明の第 1 の実施形態に係る通信システムは、伝送歪みによって信号電力が減衰し、SNR (signal to noise ratio; 信号対雑音比) の劣化する帯域の受信信号を合成処理段階で除外したり、あるいは合成処理において合成割合を減らすことで、全体としての SNR を向上させることができる。また、選択制御手段 40 によって、複数のキャリア信号で伝送されたデータを合成することにより、周波数ダイバーシティ効果が得られ、狭帯域雑音による影響も軽減することができる。

なお、本発明の第 1 の実施形態に係る通信システムにおいては、各キャリア信号の絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ および角度の検出を行うために DFT 処理部 21 ~ 24 を用いているが、DFT 処理部 21 ~ 24 に代えて狭帯域の BPF を用いても同様に当該検出を行うことが可能である。また、本発明の第 1 の実施形態に係る通信システムの説明においては、PSK 変調されたデータを用いて説明したが、変調方式はこれに限られず、ASK (amplitude shift keying) 変調や DPSK 変調がされたデータであっても同様に実施が可能である。

さらに、本発明の第 1 の実施形態に係る通信システムの送信器 1 において、乗算部 11 およびキャリア信号発生部 12 を複数設け、かつ、当該複数の乗算部 11 の出力をすべて合成する手段を設けることで、複数の入力データに対して多重

伝送を構成することも可能である。

(EMBODIMENT 2)

図6は、本発明の第2の実施形態に係る通信システムを示すブロック図である。

上記図1に示した選択制御手段40を送信器に備えることができる。すなわち、図6において、上記DFT処理部21～24の各出力が伝送路3を介して、送信器1側に備えられた選択制御手段40にフィードバックされた構成となっている。

上記選択制御手段40の選択信号 S_s はキャリア信号発生部12で発生すべきキャリア信号を設定するようになっている。尚、このように送信器側で絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を用いて送信すべきキャリア信号を選択するだけで、十分な信頼性がある場合には受信器側でさらに選択処理をする必要はない。但し、十分な信頼性を得られない場合には受信器側で更に相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ を用いてキャリア信号の選択を行う構成とすることもできる(図6破線参照)。

なお、本第2の実施形態におけるこれ以外の構成は、上記第1の実施形態における構成と同様であるので、以下当該構成については同一の参照番号を付してその説明を省略する。

本第2の実施形態において、乗算部11に入力される変調データは、図2(a)に示したPSK変調データとする。また、キャリア信号発生部12は、キャリア信号として選択制御部40の制御内容を反映させた次式(2)で与えられる伝達関数 $H(\omega)$ のインパルス応答に対応する複数のキャリア信号を出力する。

【数2】

$$H(\omega) = A_1 \delta(\omega - \omega_0) + A_2 \delta(\omega - \omega_0 - \omega_c) \\ + A_3 \delta(\omega - \omega_0 - 2\omega_c) + A_4 \delta(\omega - \omega_0 - 3\omega_c) \cdots (2)$$

ここで、上記式(2)におけるパラメータ($A_1 \sim A_4$)は、受信器2からフィードバックされた各キャリア信号に対応する絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ に基づいた値であり、従って、上記パラメータ($A_1 \sim A_4$)には伝送路の状態が反映され

ていることになる。

尚、本第2の実施形態においては、初期パラメータとして $A_1 = A_2 = A_3 = A_4 = 1$ を与える。従って、この初期状態においては、伝達関数 $H(\omega)$ のインパルス波形は、図2(b)に示す状態と同様であり、乗算部11の出力である送信信号は、図2(c)に示す状態と同様のスペクトラム波形を有することになる。

以下、本第2の実施形態が上記第1の実施形態と異なる処理を行う部分を中心に説明を行う。

受信器側の各DFT処理部21～24は、上記第1の実施形態の場合と同様に、各キャリア信号に対応する絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ および角度信号 $b_1 \sim b_4$ を検出して、該絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を伝送路3を介して送信器側の選択制御手段40にフィードバックするとともに、該角度信号 $b_1 \sim b_4$ を相対位相検出回路25に入力する。

選択制御手段40は、上記各キャリア信号に対応する絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を受けてその強度レベルを判定し、この判定結果に基づいてパラメータ($A_1 \sim A_4$)を生成する。

具体的には、例えば、選択制御手段40は、受信器よりフィードバックされる各キャリア信号の絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ の強度レベルが伝送路歪み等の影響により図7(a)に示すようにそれぞれ減衰している場合には、しきい値 α を下回る周波数 $\omega_0 + \omega_c$ および $\omega_0 + 2\omega_c$ のキャリア信号に対応するパラメータ A_2 および A_3 を“0”にし、周波数 ω_0 および $\omega_0 + 3\omega_c$ のキャリア信号に対応するパラメータ A_1 および A_4 を“1”するようキャリア信号発生部12を制御する。この制御により、キャリア信号発生部12から出力する伝達関数 $H(\omega)$ のインパルス応答は図7(b)に示すようになり、従って、当該制御の後に乗算部11から送信する信号のスペクトラム波形は図7(c)に示すようになる。これにより、伝送路歪みのあるキャリア信号の使用を回避してデータを伝送することができる。

以上のように、本発明の第2の実施形態に係る通信システムは、伝送路の特性を反映した各キャリア信号の絶対値を受信器2から送信器1へフィードバックさ

せ、該絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を用いて、送信器 1 が伝送路歪みにより信号電力が減衰して SNR の劣化する帯域におけるデータ伝送を行なわないようにするため、送信信号全体としての SNR を向上させることができる。

上記の説明において、下限しきい値 α を使用する場合についてのみ説明したが、上記実施の形態 1 に示したように上限しきい値 β を使用する場合、あるいは、上下のしきい値の両方を用いる場合にも適用できる。

尚、本発明の第 2 の実施形態においては、選択制御手段 40 にフィードバックさせてキャリア信号を制御する信号として各キャリア信号に対応する絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を用いたが、これに代えて各キャリア信号に対応する相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ を用いた場合でも同様の効果が得られ、更に、絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ と相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ の両方を用いる場合でも同様の効果が得られることはもちろんである。

また、選択制御手段 40 で行うパラメータの制御では、しきい値を下回る絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ に対応してパラメータに“0”を設定するようにしたが、例えば $A1 = 1.2$, $A2 = 0.5$, $A3 = 0.5$, $A4 = 1.2$ のように、絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ の値に応じた値を設定してもよい。

更に、本発明の第 2 の実施形態において、上記したように受信器側にも選択制御手段 40' を備え、送信器側の選択制御手段 40 が絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を利用している場合には該受信器側の選択制御手段 40' では相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ を利用して、キャリア信号の選択制御処理を行うようにしてもよい。

(EMBODIMENT 3)

図 8 は、本発明の第 3 の実施形態に係る通信システムを示すブロック図である。

図 6 と図 8 とを比較してわかるように、本第 3 の実施形態は、上記第 2 の実施形態の送信器 1 に配設された選択制御手段 40 を受信器 2 に配設した点が異なる。なお、本第 3 の実施形態におけるこれ以外の構成は、上記第 2 の実施形態における構成と同様であるので、その説明を省略する。

上記のように、本発明の第 3 の実施形態に係る通信システムは、選択制御手段 40 を受信器側に構成し、キャリア信号発生部 12 を制御する（パラメータ）信

号を送信器側にフィードバックさせるようにしている。このため、上記第2の実施形態に係る通信システムが奏する効果に加え、フィードバック伝送路3の構成が容易となる。

(EMBODIMENT 4)

図9は、本発明の第4の実施形態に係る通信システムを示すブロック図である。

図9において、送信器1と受信器2とが、送信器1から受信器2への伝送経路3と、受信器2から送信器1への伝送経路6との2つの伝送路を介して接続されている。

送信器1は、2つの乗算部11a、11bと、2つのキャリア信号発生部12a、12bと、2つの選択制御手段40a、40bと、送信合成部14とを備える。受信器2は、4つのDFT処理部21～24と、相対位相検出回路25と、受信合成手段30とを備える。

ここで、図6と図9とを比較してわかるように、本第4の実施形態の送信器1は、上記第2の実施形態の送信器1の構成を2系統備え、さらに送信合成部14を備えた点異なる。また、本第4の実施形態の受信器2は、基本的には、上記第2の実施形態の受信器2と同様であるが、本第4の実施形態の受信合成手段30は、受信器7に入力される変調データ（送信器1の入力データ）の数だけ検出データを出力する。なお、本第4の実施形態におけるこれ以外の構成は、上記第1および第2の実施形態における構成と同様であるので、以下当該構成については同一の参照番号を付してその説明を省略する。

選択制御手段40aおよび40bには、受信器2における各DFT処理部21～24がより得られる各キャリア信号に対応する絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を伝送路3を介して入力される。そして、選択制御手段40aおよび40bは、当該絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ に基づいてそれぞれキャリア信号発生部12aおよび12bを制御する。キャリア信号発生部12aおよび12bは、上記制御に基づいて各々キャリア信号を発生し、該キャリア信号を乗算部11aおよび11bに入力する。

上記乗算部11aは、キャリア信号発生部12aから入力される各キャリア信

号と第1の変調データとを乗算して出力し、また、上記乗算部11bは、キャリア信号発生部12bから出力される各キャリア信号と第2の変調データとを乗算して出力する。更に、上記送信合成部14は、乗算部11aおよび11bの出力を合成し、伝送路3へ出力する。

このように、本第4の実施形態は、第2の実施形態の受信器4の構成を2系統持つことにより、異なる2つの変調信号（入力信号）に対してキャリア信号をそれぞれ複数割当て、各キャリア信号を上記2つの入力データで変調して同時に伝送するようにしたものである。ただし、以下の説明においては、上記第1および第2の実施形態の場合と同じ回路規模で構成するものとして全キャリア信号を4つにしているが、伝送品質を上記の各実施の形態と同等にするためには、上記異なる2つの変調データごとにキャリア信号を4つ割り当てるのが好ましい。

また、入力する変調データは、2つに限られるものではなく、入力する変調データの数に対応した数の乗算部、キャリア信号発生部および選択制御手段を設ければ、さらに多くの入力にも対応することができる。

本第4の実施形態において、乗算部11aに入力される第1の変調データは、図10(a)に示したPSK変調データとし、乗算部11bに入力される第2の変調データは、図10(b)に示したPSK変調データとする。また、キャリア信号発生部12aは、キャリア信号として選択制御手段40aの制御内容を反映させた次式(3)で与えられる伝達関数 $H_a(\omega)$ のインパルス応答に対応する複数のキャリア信号を出力し、キャリア信号発生部12bは、キャリア信号として選択制御手段40bの制御内容を反映させた次式(4)で与えられる伝達関数 $H_b(\omega)$ のインパルス応答に対応する複数のキャリア信号を出力する。

【数3】

$$H_a(\omega) = A_1 \delta(\omega - \omega_0) + A_2 \delta(\omega - \omega_0 - \omega_c) \\ + A_3 \delta(\omega - \omega_0 - 2\omega_c) + A_4 \delta(\omega - \omega_0 - 3\omega_c) \cdots (3)$$

【数4】

$$H_b(\omega) = B_1 \delta(\omega - \omega_0) + B_2 \delta(\omega - \omega_0 - \omega_c) \\ + B_3 \delta(\omega - \omega_0 - 2\omega_c) + B_4 \delta(\omega - \omega_0 - 3\omega_c) \dots (4)$$

ここで、 $A_1 \sim A_4$ および $B_1 \sim B_4$ は、受信器 2 からフィードバックされた絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ に基づいて得られるパラメータである。なお、本第 4 の実施形態においては、キャリア信号発生部 12 a に設定されるパラメータは $A_1 = A_2 = 1$ および $A_3 = A_4 = 0$ であり、キャリア信号発生部 12 b に設定されるパラメータは $B_3 = B_4 = 1$ および $B_1 = B_2 = 0$ である。

従って、この初期状態においては、伝達関数 $H_a(\omega)$ および $H_b(\omega)$ のインパルス波形（キャリア信号）は、それぞれ図 10 (c) および図 10 (d) に示す状態となり、送信合成部 14 の出力である送信信号は、図 10 (e) に示すスペクトラム波形を呈することになる。

以下、本第 4 の実施形態が上記第 1 および第 2 の実施形態と異なる処理を行う部分を中心に説明を行う。

各 DFT 処理部 21 ~ 24 は、上記第 2 の実施形態の場合と同様に、各キャリア信号に対応する絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ および角度信号 $b_1 \sim b_4$ を検出し、該絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を伝送路 3 を介して、送信器 1 の選択制御手段 40 a および 40 b へフィードバックするとともに、角度信号 $b_1 \sim b_4$ を相対位相検出回路 25 に入力する。

上記のように絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ のフィードバックを受けた選択制御手段 40 a は、上記絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を受けて第 1 の変調データに関する強度レベルを判定し、この判定結果に基づいてパラメータ ($A_1 \sim A_4$) を制御する。また、選択制御手段 40 b は、上記絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を受けて第 2 の変調データに関する強度レベルを判定し、この判定結果に基づいてパラメータ ($B_1 \sim B_4$) を制御する。

基本的には、この選択制御手段 40 a および 40 b は、上記第 1 の実施形態の選択制御手段 40 における絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ に関する選択処理と同様の処理を行う。すなわち、例えば、各キャリア信号に対応する絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ の

強度レベルが伝送路歪み等の影響により図11(a)に示すように個々に減衰している場合には、選択制御手段40aは、しきい値を下回る周波数 $\omega_0 + \omega_c$ のキャリア信号についてのパラメータA2をA3およびA4と共に“0”にするようキャリア信号発生部12aを制御し、選択制御手段40bは、しきい値を下回る周波数 $\omega_0 + 2\omega_c$ のキャリア信号についてのパラメータB3をB1およびB2と共に“0”にするようキャリア信号発生部12bを制御する（なお、図11においては、第1の変調データに関する信号強度レベルを白矢印で、第2の変調データに関する信号強度レベルを斜線矢印で示している）。この制御により、送信合成部14から送信する信号のスペクトラムは図11(b)に示すようになり、2つの情報信号を伝送路歪みのあるキャリア信号を回避して同時にデータ伝送することができる。

また、上記の場合、第1のキャリア信号発生部12aにおいてパラメータA1およびA4を“1”に、パラメータA2、A3およびB1～B4を“0”に設定すれば、キャリア信号 $\omega_0 + 3\omega_c$ には第2ではなく第1の変調データが重畳され、図11(c)のようになる。この場合、第1の変調データの情報しか伝送できないが、周波数ダイバーシティ効果により、第1の変調データに関し狭帯域雑音の影響を低減できる。

以上のように、本発明の第4の実施形態に係る通信システムは、独立した複数のデータを伝送する多重伝送や、データを複数のキャリア信号に分割して高速にデータ伝送を行なう場合、スペクトラム拡散を行う上記構成を当該データごとに設け、かつ、伝送路特性を受信器2から送信器1へそれぞれフィードバックさせることにより、伝送路歪みにより信号電力が減衰してSNRの劣化する帯域があれば、該劣化する帯域に対応してデータの多重数を減らしたり、データレートを落すことで、SNRを向上させ高品質なデータ伝送を実現できる。

なお、本発明の第4の実施形態においては、上記第2の実施形態の場合と同様に、選択制御手段40aおよび40bにフィードバックさせてキャリア信号を制御する信号として絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を用いたが、これに代えて相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ を用いた場合でも、あるいはその両方を用いた場合でも同様の効果が得られる。

また、上記の説明では設定されたしきい値を下回るキャリア信号に対応するパラメータを“0”に設定して任意のキャリア信号を使用しないようにしたが、各キャリア信号の使用配分を変更するようにパラメータを制御してもよい。

また、上記の説明では下限のしきい値のみを用いたが、上限のしきい値あるいは上下限のしきい値を用いるようにしてもよいことはもちろんであり、更に、所定範囲内の位相を示す位相信号 $f_1 \sim f_4$ を併用してもよいことはもちろんである。

さらに、受信器側にも選択制御手段 40' を設け、相対位相検出回路 25 の出力を利用して更なる選択処理を並行して行うことによって、より高品質なデータ伝送が可能となる。

(EMBODIMENT 5)

図 12 は、本発明の第 5 の実施形態に係る通信システムを示すブロック図である。図 9 と図 12 とを比較してわかるように、本第 5 の実施形態は、上記第 4 の実施形態の送信器 1 に構成していた選択制御手段 40 a および 40 b を受信器 2 に構成した点異なる。なお、本第 5 の実施形態におけるこれ以外の構成は、上記第 4 の実施形態における構成と同様であるので、その説明を省略する。

上記のように、本発明の第 5 の実施形態に係る通信システムは、選択制御手段 40 a および 40 b を受信器 2 に構成し、キャリア信号発生部 12 a および 12 b を制御する（パラメータ）信号を送信器 2 にフィードバックさせるようにしている。このため、上記第 4 の実施形態に係る通信システムが奏する効果に加え、フィードバック伝送路 3 の構成が容易となる。

(EMBODIMENT 6)

以上入力信号とキャリア信号を乗算する場合について説明したが、キャリア信号は入力信号からフィルタを用いて直接抽出することもできる。この場合、単に入力信号を周波数軸上で所定間隔の中心周波数を持つ複数のフィルタで、周波数軸上に相互に干渉のない（以下直交という）信号を抽出することに加えて、時間軸上でも先の信号と後の信号との間に干渉のない（この場合も直交という）ようにするとより有効である。

図 13 および図 14 は上記周波数軸上も時間軸上も直交する重複直交を用いた

通信システムの基本的な構成図である。送信器 1 では入力信号はエンコーダ 5 0 に入力され、ここで次段のフィルタ 5 2 a ~ 5 2 d に対応する数の入力分割信号が生成される。ここで説明を分かりやすくするために、上記入力信号はデジタルの“1”であるとするが、実施の形態 1 ~ 5 に示したような変調信号をもちいてもよいことは勿論である。

上記のように生成された信号は、アップサンプル手段 5 1 a ~ 5 1 d で同じビットレート内で更に複数にアップサンプルされる。具体的には入力“1”の後ろに複数個 (M-1) の“0”を挿入する。この挿入される“0”の数は特に限定されないが、例えば 3 個 (従って M=4) の“0”を挿入すると入力信号に対応する“1”の 1 ビットレートに占める時間は 1/4 となる。従って、挿入される“0”の数が多い程“1”の 1 ビットレートに占める時間は短くなり、後に説明するようにノイズの影響を少なくするためには、挿入される“0”の数が多い程好ましい。

上記アップサンプル処理は時間領域において入力信号の拡散間隔を小さくするものであり、このことはすなわち、周波数領域においては狭帯域の入力信号を低い周波数帯域から高い周波数帯域にまで離散的に配置する効果を持ち、上記各実施の形態における乗算処理と同様、入力信号を高い周波数のキャリア信号に変換する処理に相当する。

このようにアップサンプルされた入力信号は中心周波数が所定間隔の値を取る複数 (ここでは 4) のフィルタ 5 2 a ~ 5 2 d に入力される。ここでこの送信器のフィルタの各サンプルに対するインパルス応答は

$$f_i(n), \{i=1, 2, \dots, M\} \quad \dots (10)$$

で現わすことができ、フィルタの設計条件を

【数 5】

$$\sum_{n=0}^{j-1} f_{i1}(n), f_{i2}(n-jM) = A \delta(j) \delta(i_1-i_2) \quad \dots (11)$$

ただし

L : フィルタのタップ数

i_1, i_2 : 任意のキャリア信号を示す添字

j : 重複係数

M : データ 1 ビットあたりのサンプル数

A : $A > 0$ の整数

δ : デルタ関数

とすると、上記のように時間軸上も周波数軸上も直交条件を満足するフィルタが得られることになる。上記 11 式は $j = 0$ すなわち他のサンプルと重複しないときか、 $i_1 = i_2$ すなわち他の周波数のキャリア信号と重複しないときに値をもつことになり、それ以外の場合は“0”となり、その結果時間帯域と周波数帯域がともに無限小のキャリア信号が形成されることになる。

このように設計された各フィルタ 52a～52d の出力を合成手段 53 により合成して伝送路を介して送信することになり、これによって、送信信号は、周波数上で所定間隔の値を持つキャリア信号となる。

このように伝送された送信信号は受信器 1 に備えられた上記送信器 1 のフィルタ 52a～52d の数と同じ数のフィルタであって、各フィルタの中心周波数も上記フィルタ 52a～52d にそれぞれ対応しているフィルタ 62a～62d に入力される。ここで、受信器 2 の各フィルタの各サンプルに対するインパルス応答は

$$h_i(n), \{i=1, 2, \dots, M\} \quad \dots (21)$$

で現すことができ、フィルタの設計条件を以下の 22 式のようにする。

$$H_i(z) = z^{-(j-1)} F_i(z^{-1}) \quad \dots (22)$$

すなわち、フィルタ 62a～62d からの出力が、フィルタ 52a～52d の入力と時間軸上に遅れた同一の信号となるように設計すると、該フィルタ 62a～62d は、下記の直交条件を満足することになる。

【数 6】

$$\sum_{n=0}^{j-1} h_{i_1}(n), h_{i_2}(n-jM) = A \delta(j) \delta(i_1-i_2) \cdots (23)$$

これによって、各フィルタ 6 2 a ~ 6 2 d の中心周波数であって、かつ、時間的に同一（上記例では 1 ビットレートの最初の 1 / 4 時間）に発生したノイズでない限り出力に影響を与えないことになる。

上記受信器 2 のフィルタ 6 2 a ~ 6 2 d の出力はダウンサンプル手段 6 1 a ~ 6 1 d に入力され、上記送信時にアップサンプル手段 5 1 a ~ 5 1 d で追加されたサンプルに対応するデータを除去して受信合成手段であるデコーダ 6 0 に合成に必要な信号（角度信号、絶対値信号、あるいはダウンサンプル手段 6 1 a ~ 6 1 d の出力するそのままの実信号）が入力される。

一方、上記ダウンサンプル手段 6 1 a ~ 6 1 d の出力は絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ と角度信号 $b_1 \sim b_4$ を検出する変換手段 7 0 に導かれ、ここで、上記実施の形態 1 ~ 5 に示した D T F 処理部 2 1 ~ 2 4 と同様に、送信信号の各周波数成分の絶対値と角度が検出され、この角度信号 $b_1 \sim b_4$ は更に相対位相検出手段 2 5 に入力されて相対位相が検出される。ここで、このように検出された絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ と相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ の両方あるいはいずれか一方は、送信器 1 あるいは受信器 2 に備えた選択制御手段 4 0 に入力されて上記第 1 ~ 第 5 の各実施の形態で説明したと同様に送信信号の制御、あるいは、受信信号の制御に利用される。

ここで、図 1 3 に示す例では、上記の絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ と相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ の両方が利用されて信号選択手段 4 0 でキャリアの選択、あるいは配分率の付与がなされることになり、デコーダはこの結果に基づいてデコード処理をすることになる。

また、図 1 4 の示す例では上記変換手段 7 0 よりの絶対値信号 $a_1 \sim a_4$ を送信器 1 のエンコーダ 5 0 にフィードバックし、該エンコーダ 5 0 でのキャリアの選択、あるいは配分率の付与がなされることになる。この場合も、受信器側で相対位相検出手段 2 5 よりの相対位相信号 $f_1 \sim f_4$ の両方を利用して更に選択制御処理をしてもよいことももちろんである。

上記において、送信器 1 への入力信号が複数ある場合、上記エンコーダ 5 0 は

該複数の入力信号にフィルタ 5 2 a ~ 5 2 d のいずれを割当ててゐるかを決定する。
これによって、図 9 に示すように入力信号の数に対応した数の処理回路を持つ必要がなくなることになる。

以上のように本実施の形態によると、時間軸上も周波数軸上も相互に干渉しない送信信号を形成できるので、伝送経路において時間（サンプル時間）、周波数ともに一致したノイズが発生しない限りフィルタ 6 2 a ~ 6 2 d の出力にノイズの影響は現れないことになり、極めて高い伝送効率を得ることができる。更に、たとえばフィルタ 6 2 a ~ 6 2 d の出力にノイズの影響が現れても、選択制御手段 4 0 によって該影響を受ける周波数の信号を除くことができることになる。

09159393-09159393

WHAT IS CLAIMED IS

1. 送信器と受信器とが伝送路を介して接続されている通信システムに使用される送信器において、

入力信号を周波数軸上に所定間隔の値を取り、相互に干渉しない複数のキャリア信号に変換して出力する送信信号生成手段を備えたことを特徴とする送信器。

2. 上記送信信号生成手段が：

周波数が所定間隔の値を取る複数のキャリア信号を生成するキャリア信号発生手段と、

入力信号を上記各キャリア信号に乗算して、伝送路に送出する乗算手段とを備えた請求項1に記載の送信器。

3. 受信器側で検出された上記伝送路の各キャリア信号に対応する伝送特性に応じて、上記キャリア信号発生手段に対して伝送時の上記複数のキャリア信号の強度配分を制御する選択制御手段をさらに備える、請求項2に記載の送信器。

4. 複数の入力信号のそれぞれに対応して、上記送信信号生成手段を備えるとともに、上記各送信信号生成手段よりの出力を合成する送信合成手段を備えた請求項2に記載の送信器。

5. 受信器側で検出された上記伝送路の各キャリア信号に対応する伝送特性に応じて、上記各送信信号生成手段のキャリア信号発生手段に対応して伝送時の上記複数の上記キャリア信号の強度配分を制御する選択制御手段を備える、請求項4に記載の送信器。

6. 上記選択制御手段は、上記複数のキャリア信号の中、キャリア信号発生手段に設定すべき信号の選択を行う、請求項3または5に記載の受信器。

7. 上記選択制御手段は、上記キャリア信号発生手段に設定される上記複数のキャリア信号の配分率を、各キャリア信号すべてについて均等とする、請求項3または5に記載の受信器。

8. 上記選択制御手段は、上記キャリア信号発生手段に設定される上記複数のキャリア信号の配分率を、各キャリア信号の伝送路特性の測定結果に基づいた加重配分とする、請求項3または5に記載の送信器。

9. 送信器と受信器とが伝送路を介して接続されている通信システムに使用される送信器において、

入力信号を周波数軸上および時間軸上も相互に干渉しない所定間隔の値を取る複数のキ

キャリア信号に変換して出力する送信信号生成手段を備えたことを特徴とする送信器。

10. 上記送信信号生成手段が：

1つの入力信号より複数の該入力と同じ入力分割信号を生成するエンコーダと、
上記複数の入力分割信号を入力とし、周波数が所定間隔の値を取る複数の信号であって、
該各信号が周波数軸上も時間軸上も相互に干渉しないキャリア信号を出力する複数のフィルタと、

上記各フィルタの出力を合成する送信合成手段とよりなる請求項9に記載の送信器。

11. 受信器側で検出された上記伝送路の各キャリア信号に対応する伝送特性に応じて、
上記エンコーダに対して伝送時の上記複数の上記キャリア信号の強度配分を制御する
選択制御手段をさらに備える、請求項10に記載の送信器。

12. 複数の入力信号に対して、該入力信号の数に対応する組の複数の入力分割信号を生成する
上記エンコーダを備えた請求項10に記載の送信器。

13. 受信器側で検出された上記伝送路の各キャリア信号に対応する伝送特性に応じて、
上記各送信信号生成手段のエンコーダに対応して伝送時の上記複数の上記キャリア
信号の強度配分を制御する選択制御手段を備える、請求項12に記載の送信器。

14. 送信器と受信器とが伝送路を介して接続されている通信システムに使用される
受信器において、

周波数が所定間隔の値をとるとともに入力信号が変換されて送信器より伝送されるキャリア
信号を受信し、当該複数のキャリア信号の周波数帯域の各々について上記伝送路の特
性を測定する伝送路特性測定手段と、

上記伝送路特性測定手段の出力を合成する受信合成手段とを備えたことを特徴とする受
信器。

15. 上記伝送路特性測定手段の測定した各キャリアに対応する伝送路の伝送特性
に基づいて上記受信合成手段の合成処理における上記複数の上記キャリア信号の強度配分
を制御する選択制御手段をさらに備える、請求項14に記載の受信器。

16. 上記選択制御手段は、上記複数のキャリア信号の中、上記受信合成手段に設
定すべき信号の選択を行う、請求項15に記載の受信器。

17. 上記選択制御手段は、上記受信合成手段に設定される上記複数のキャリア信
号の配分率を、各キャリア信号すべてについて均等とする、請求項15に記載の受信器。

18. 上記選択制御手段は、上記受信合成手段に設定される上記複数のキャリア信号の配分率を、各キャリア信号の伝送路特性の測定結果に基づいた加重配分とする、請求項15に記載の受信器。

19. 上記伝送路特性測定手段は、受信した上記複数のキャリア信号における信号強度を測定する、請求項14に記載の受信器。

20. 上記伝送路特性測定手段は、受信した上記複数のキャリア信号における任意の基準位相に対する相対位相を測定する、請求項14に記載の受信器。

21. 上記伝送路特性測定手段は、受信した上記複数のキャリア信号における信号強度と任意の基準位相に対する相対位相の双方を測定する、請求項14に記載の受信器。

22. 上記選択制御手段は、任意の下限しきい値及び／又は下限しきい値を有しており、上記信号強度の値が当該下限しきい値以上及び／又は上限しきい値以下であるキャリア信号を選択する、請求項19に記載の受信器。

23. 上記選択制御手段は、任意の下限しきい値及び／又は下限しきい値を有しており、上記信号強度の値が当該下限しきい値以上及び／又は上限しきい値以下であるキャリア信号を選択する、請求項21に記載の受信器。

24. 上記選択制御手段は、任意の位相範囲を定めるしきい値を有しており、上記相対位相の値が当該しきい値の範囲内であるキャリア信号を選択する、請求項20、21、23のいずれかに記載の受信器。

25. 上記信号強度が各キャリア信号の周波数帯域に対応する複数のフィルタによって検出される請求項19に記載の受信器。

26. 上記相対位相が、上記各フィルタより得られる角度信号と基準位相との差を検出する相対位相検出回路によって検出される請求項19に記載の受信器。

27. 上記フィルタが：

送信器側で周波数軸上および時間軸上で相互に干渉しないように形成された複数のキャリア信号に対応して、中心周波数が上記入力する各キャリア信号の周波数となる複数のフィルタであるとともに、該複数のフィルタが周波数軸上も時間軸上も相互に干渉しないキャリア信号を通過させるフィルタである請求項25に記載の受信器。

28. 送信器と受信器とが伝送路を介して接続されている通信システムにおいて、

送信機に、

周波数が所定間隔の値を取る複数のキャリア信号を生成するキャリア信号発生手段と

入力信号を上記各キャリア信号をキャリアとして上記伝送路に送出する乗算手段とを
備え、

受信器に、

上記各キャリア信号をキャリアとして送信器より伝送される入力信号を受信し、当該
複数のキャリア信号の周波数帯域の各々について上記伝送路の特性を測定する伝送路特性
測定手段と、上記伝送路特性測定手段の測定結果に基づいて上記複数のキャリア信号の合
成を行う受信合成手段とを備えたことを特徴とする通信システム。

29. 送信器と受信器とが伝送路を介して接続されている通信システムにおいて

送信機に、

1つの入力より複数の信号を生成するエンコーダと、

上記複数の信号を入力とし、周波数が所定間隔の値を取る複数の信号であって、該各信
号が周波数軸上も時間軸上も直交条件を満足するキャリア信号を出力する複数のフィルタ
と、

上記各フィルタの出力を合成する送信合成手段とを備え、

受信器に、

上記各キャリア信号を受信し、当該複数のキャリア信号の周波数帯域の各々について上
記伝送路の特性を測定する伝送路特性測定手段と、

上記伝送路特性測定手段の測定結果に基づいて上記複数のキャリア信号の合成を行う受
信合成手段とを備えたことを特徴とする通信システム。

30. 上記伝送路特性測定手段の測定結果に基づいて上記伝送路の各キャリア信号の
伝送特性に応じて、上記受信合成手段に対して伝送時の上記複数の上記キャリア信号の強
度配分率を制御する選択制御手段を受信器にさらに備える、請求項28に記載の通信シス
テム。

31. 上記受信器の伝送路特性測定手段より得られる上記伝送路の各キャリア信号
の伝送特性に応じて、上記キャリア信号発生手段に対して伝送時の上記複数の上記キャリ
ア信号の強度配分率を制御する選択制御手段を送信器又は受信器に備える、請求項28に

記載の通信システム。

32. 受信器の伝送路特性測定手段より得られる上記伝送路の各キャリア信号に対応する伝送特性に応じて、上記エンコーダに対して伝送時の上記複数の上記キャリア信号の強度配分を制御する選択制御手段を送信器又は受信器にさらに備える、請求項29に記載の通信システム。

33. 上記送信器は、複数の入力信号のそれぞれに対応して、キャリア信号発生手段と、乗算手段とよりなる送信信号生成手段を備えるとともに、更に、それぞれの乗算手段よりの出力を合成する送信合成手段を備えた請求項28に記載の通信システム。

34. 上記送信器は、複数の入力信号のそれぞれに対応して、上記エンコーダが、各入力信号に割り当てるキャリアを選択する請求項29に記載の通信システム。

35. 上記送信器または受信器は、上記受信器における上記伝送路特性測定手段の測定結果に基づいて、上記複数のキャリア信号発生手段の各々に対して伝送時の上記複数のキャリア信号の使用配分率を制御する複数の選択制御手段を更に備える、請求項33に記載の通信システム。

36. 上記選択制御手段は、上記伝送路特性測定手段が測定した測定結果に基づいて上記複数のキャリア信号の中、合成すべき信号の選択を行う、請求項30～35のいずれかに記載の通信システム。

37. 上記選択制御手段において設定する上記複数のキャリア信号の合成配分率は、各キャリア信号すべて均等配分とする、請求項30～35のいずれかに記載の通信システム。

38. 上記選択制御手段において設定する上記複数のキャリア信号の合成配分率は、各キャリア信号の伝送路特性の測定結果に基づいて加重配分とする、請求項30～35のいずれかに記載の通信システム。

39. 上記伝送路特性測定手段は、受信した上記複数のキャリア信号における信号強度を測定する、請求項35に記載の通信システム。

40. 上記伝送路特性測定手段は、受信した上記複数のキャリア信号における任意の基準位相に対する相対位相を測定する、請求項35に記載の通信システム。

41. 上記伝送路特性測定手段は、受信した上記複数のキャリア信号における信号強度および任意の基準位相に対する相対位相の双方を測定する、請求項35に記載の通信システム。

4 2. 上記選択制御手段は、任意の下限しきい値および又は上限しきい値を有しており、上記信号強度の値が当該下限しきい値以上および又は上限しきい値以下であるキャリア信号を選択する、請求項 3 9 に記載の通信システム。

4 3. 上記選択制御手段は、任意の下限しきい値および又は上限しきい値を有しており、上記信号強度の値が当該下限しきい値以上および又は上限しきい値以下であるキャリア信号を選択する、請求項 4 1 に記載の通信システム。

4 4. 上記選択制御手段は、任意の位相範囲を定めるしきい値を有しており、上記相対位相の値が当該しきい値の範囲内であるキャリア信号を選択する、請求項 4 0 のいずれかに記載の通信システム。

4 5. 上記選択制御手段は、任意の位相範囲を定めるしきい値を有しており、上記相対位相の値が当該しきい値の範囲内であるキャリア信号を選択する、請求項 4 1 のいずれかに記載の通信システム。

4 6. 上記信号強度が各キャリア信号の周波数帯域に対応する複数のフィルタによって検出される請求項 3 9 に記載の通信システム。

4 7. 上記相対位相が、上記各フィルタより得られる角度信号と基準位相との差を検出する相対位相検出回路によって検出される請求項 3 9 に記載の受信器。

4 8. 上記フィルタが：

送信器側で周波数軸上および時間軸上の直交条件を満足するように形成された複数のキャリア信号に対応して、中心周波数が上記入力する各値信号の周波数となる複数のフィルタであるとともに、該複数のフィルタが周波数軸上も時間軸上も直交条件を満足するフィルタである請求項 4 6 に記載の送信器。

〔ABSTRACT〕

電灯線等の雑音レベルの高い線路を信号を伝送するための線路として医療するためには、信号のレベルを十分に低減する必要がある。入力信号を周波数軸上に相互に干渉しない所定間隔の値を取る複数のキャリア信号に変換して出力する送信信号生成手段10を備えた構成とする。これによって上記複数の周波数のいずれかに干渉するノイズが伝送路で発生しても、該周波数のキャリアのみを除去することで、良好な通信結果が得られることになる。更に、上記のように周波数軸上で、他の信号と干渉しない（直交という）キャリア信号を用いるだけでなく時間軸上も他の信号と干渉しないキャリア信号を形成すると、より効果を高めることができる。

09450386, 092998